

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-233145  
(43)Date of publication of application : 05.09.1997

(51)Int.Cl. H04L 27/36  
H04J 3/00

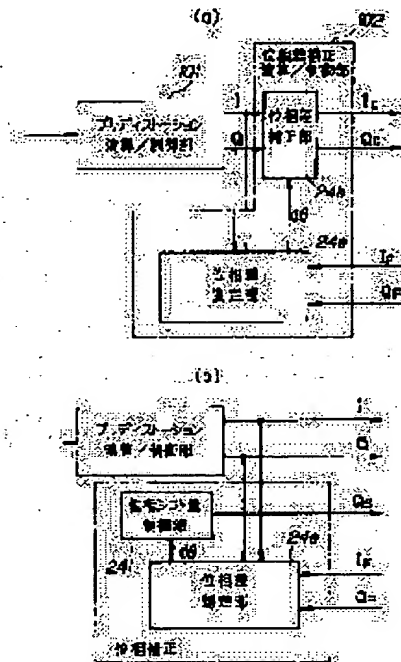
(21)Application number : 08-033553 (71)Applicant : FUJITSU LTD  
(22)Date of filing : 21.02.1996 (72)Inventor : KABASHIMA MASARU  
KANEKO YUJI  
TAKADA OKYUKI  
MORIYAMA YUKIHIRO

## (54) RADIO EQUIPMENT

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To attain accurate distortion compensation processing by eliminating phase shift.

SOLUTION: Prior to pre-distortion processing, a phase difference measurement section 24e of a phase difference correction arithmetic/control section 102 measures a phase difference  $\delta$  between a modulation signal and a demodulation signal and a phase difference correction section applies phase difference correction processing to the modulation signal so as to make the phase difference zero. That is, a phase difference correction section 24h obtains a phase difference correction coefficient in response to the phase difference  $\delta$  from a memory and applies phase difference correction processing to the modulation signal by using the phase difference correction coefficient so as to make the phase difference  $\delta$  zero. Or prior to the pre-distortion processing, the phase difference measurement section 24e of the phase difference correction arithmetic/control section 102 measures the phase difference  $\delta$  between the modulation signal and the demodulation signal and a phase difference correction section 24i shifts a phase of a reference carrier applied to an orthogonal modulator or an orthogonal detector so as to make the phase difference  $\delta$  zero.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.03.2001  
[Date of sending the examiner's decision of rejection]  
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
[Date of final disposal for application]  
[Patent number]  
[Date of registration]  
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

**This Page Blank (uspto)**

**This Page Blank (uspto)**

(19) 日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 9 - 2 3 3 1 4 5

(43) 公開日 平成9年(1997)9月5日

(51) Int. Cl. <sup>a</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L	27/36		H 0 4 L	27/00
H 0 4 J	3/00		H 0 4 J	3/00

審査請求 未請求 請求項の数 7

O L

(全 2 0 頁)

(21) 出願番号 特願平8-33553

(22) 出願日 平成8年(1996)2月21日

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(72) 発明者 梶島 優

福岡県福岡市博多区博多駅前3丁目22番8号 富士通九州デジタル・テクノロジー株式会社内

(72) 発明者 金子 祐司

福岡県福岡市博多区博多駅前3丁目22番8号 富士通九州デジタル・テクノロジー株式会社内

(74) 代理人 弁理士 斉藤 千幹

最終頁に続く

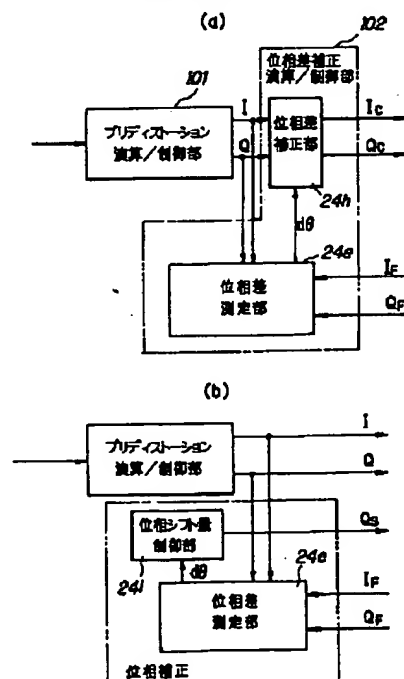
(54) 【発明の名称】 無線装置

(57) 【要約】

【課題】 位相ずれをなくして正確な歪補償処理を行えるようにする。

【解決手段】 プリディストーション処理に先立ち、位相差補正演算/制御部 102 の位相差測定部 24e は、変調信号と復調信号の位相差  $d\theta$  を測定し、位相差補正部 102b は該位相差が零となるように変調信号に位相差補正処理を施す。 すなわち、位相差補正部 24h は位相差  $d\theta$  に応じた位相差補正係数をメモリより求め、該位相差補正係数を用いて位相差  $d\theta$  が零となるように変調信号に位相差補正処理を施す。あるいは、プリディストーション処理に先立ち、位相差補正演算/制御部 102 の位相差測定部 24e は変調信号と復調信号の位相差  $d\theta$  を測定し、位相シフト量制御部 24i は位相差  $d\theta$  が零となるように直交変調器あるいは直交検波器に加える基準搬送波の位相をシフトする。

本発明の原理説明図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信電力増幅器の歪を補正する歪補償係数を用いて変調信号にプリディストーション処理を施し、プリディストーション処理が施された変調信号によりデジタル変調方式で変調して得られる搬送波を送信電力増幅器で増幅して送信し、送信した搬送波出力を分岐復調して得られた復調信号と変調信号を比較して歪補償係数を更新する無線装置において、プリディストーション処理に先立ち、位相及び振幅固定の変調信号によりデジタル変調方式で変調して得られる搬送波を送信した時に得られる復調信号と変調信号の位相差を測定する位相差測定手段と、該位相差が零となるように位相差補正処理を施す位相差補正手段を備えたことを特徴とする無線装置。

【請求項2】 前記無線装置は、予め位相差と位相差補正係数の対応を記憶するメモリを備え、前記位相差補正手段は前記位相差に応じた位相差補正係数を用いて該位相差が零となるように送信信号に位相差補正処理を施すことを特徴とする請求項1記載の無線装置。

【請求項3】 変調信号の振幅レベル毎に位相差と位相差補正係数の対応を前記メモリに記憶し、前記位相差測定手段は変調信号の振幅レベル毎に位相差を測定し、前記位相差補正手段は変調信号の振幅に応じた前記位相差に対応する位相差補正係数を用いて変調信号に位相差補正処理を施すことを特徴とする請求項2記載の無線装置。

【請求項4】 無線装置がTDMA方式により時分割多重で送信信号を送信する場合、前記位相差測定手段は所定タイムスロットのバースト期間の前に置かれるプリアンブル期間において、位相差測定処理を実行することを特徴とする請求項1記載の無線装置。

【請求項5】 無線装置は、測定された位相差あるいは該位相差に応じた位相差補正係数を記憶する不揮発性記憶手段あるいはバッテリーバックアップされた記憶手段を備え、前記位相差補正手段は、記憶手段に記憶されている位相差に応じた位相差補正係数を用いて位相差補正処理を実行することを特徴とする請求項2記載の無線装置。

【請求項6】 無線装置は、デジタル変調する手段として直交変調器を備えると共に、復調手段として直交検波器を備え、前記位相差補正手段は、前記位相差が零となるように直交変調器あるいは直交検波器に加える基準搬送波の位相をシフトすることを特徴とする請求項1記載の無線装置。

【請求項7】 無線装置は、位相差が零となるシフト量を記憶する不揮発性記憶手段あるいはバッテリーバックアップされた記憶手段を備え、前記位相差補正手段は、記憶手段に記憶されているシフ

ト量を用いて直交変調器あるいは直交検波器に加える基準搬送波の位相をシフトすることを特徴とする請求項6記載の無線装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は無線装置に係わり、特に送信電力増幅器の増幅特性を直線化して非線形歪を抑え、隣接チャネル漏洩電力を低減する歪補償機能を備えた無線装置に関する。

## 10 【0002】

【従来の技術】近年周波数資源が逼迫し、無線通信に於いてデジタル化による高効率伝送が多く用いられるようになってきた。無線通信に多値振幅変調方式を適用する場合、送信側特に電力増幅器の増幅特性を直線化して非線形歪を抑え、隣接チャネル漏洩電力を低減する技術が重要であり、また線型性に劣る増幅器を使用し電力効率の向上を図る場合はそれによる歪発生を補償する技術が必須である。

20 【0003】図23は従来の無線機における送信装置一例のブロック図であり、音声CODEC (Coder/Decoder) 1から送出されるデジタルデータ群は、TDMA部2においてバースト処理及びI信号とQ信号に分離処理され、割り当てられたタイムスロットにおいてDA変換器に出力される。DA変換器3はそれをアナログのベースバンド信号に変換して直交変調器4に入力する。直交変調器4は入力されたI信号、Q信号(送信ベースバンド信号)にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力する。周波数変換器5は直交変調信号と局部発振信号をミキシングして周波数変換し、送信電力増幅器6は周波数変換器5から出力された搬送波を電力増幅して空中線(アンテナ)7より空中に放射する。

30 【0004】かかる送信装置において、送信電力増幅器の入出力特性は図24(a)の点線で示すように非直線性になる。この非直線特性により非線形歪が発生し、送信周波数 $f_c$ 周辺の周波数スペクトラムは図24(b)の点線に示すようにサイドローブが持ち上がり、隣接チャネルに漏洩し、隣接妨害を生じる。このため、歪発生を補償する歪補償技術としてLINC (Linear Amplification By Combination Of C-Class Amplification)、フィードフォワード方式、アナログカルテシアン方式、ポーラーループ方式、非線形素子によるプリディストーション方式等のアナログの歪補償方式が多種提案されている。しかしながら、これら方式は、歪改善性能を向上させるために帰還ゲインを多くすると帯域雑音が増加したり、位相調整が難しいという欠点を有していた。

40 【0005】このような現状に於いて、近年LSI技術の進歩により信号処理プロセッサ(DSP: Digital Signal Processor)の処理速度が格段に向上して来たために、デジタル信号処理技術により歪補償する方式が

現実のものとなってきた。ディジタル非線形歪補償方式としては、ビクトリア大学（オーストラリア）で提唱された Adaptive Linearisation using pre-distortion (Michael Fsulknier & Mats Johanson; "Adaptive Linearisation using pre-distortion-Experimental Results", IEEE TRANSACTION ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. NO 2. MAY 1994) 等多くの論文が発表されており、理論としては周知なものとなっている。このディジタル方式が実用化されれば前述アナログ方式の欠点が解決されることになる。

【0006】図25はDSPを用いたディジタル非線形歪補償機能を備えた送信装置のブロック図である。音声CODEC1から送出されるディジタルデータ群（変調信号）は、TDMA部2においてバースト処理され、割り当てられたタイムスロットにおいてDSPで構成される演算／制御部8に入力される。演算／制御部8は機能的に図26に示すように、変調信号のレベル0～1023に応じた歪補償係数 $h(p_i)$  ( $i=0\sim1023$ )を記憶する歪補償係数記憶部8a、変調信号レベルに応じた歪補償係数 $h(p_i)$ を用いて該変調信号に歪補償処理（プリディストーション）をほどこすプリディストーション部8b、変調信号と後述する直交検波器で復調された復調信号を比較し、その差が零となるように歪補償係数 $h(p_i)$ を演算、更新する歪補償係数演算部8cを備えている。

【0007】演算／制御部8は変調信号のレベルに応じた歪補償係数 $h(p_i)$ を用いて該変調信号にプリディストーション処理を施し、I信号とQ信号に変換してDA変換器3に入力する。DA変換器3は入力されたI信号とQ信号をアナログのベースバンド信号に変換して直交変調器4に入力する。直交変調器4は入力されたI信号、Q信号にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力する。周波数変換器5は直交変調信号と局部発振信号をミキシングして周波数変換し、送信電力増幅器6は周波数変換器5から出力された搬送波信号を電力増幅して空中線（アンテナ）7より空中に放射する。送信信号の一部は方向性結合器9を介して周波数変換器10に入力され、ここで周波数変換されて直交検波器11に入力される。直交検波器11は入力信号にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算して直交検波を行い、送信側におけるベースバンドのI、Q信号を再現してAD変換器12に入力する。AD変換器12は入力されたI、Q信号をディジタルに変換して演算／制御部8に入力する。演算／制御部8はLMS (Least Mean Square)法を用いた適応アルゴリズムにより変調信号と直交検波器で復調された復調信号を比較し、その差が零となるように歪補償係数 $h(p_i)$ を演算、更新する。ついで、次の送信すべき変調信号に更新した歪補償係数を用いてプリディストーション処理を施して出力する。以後、上記動作を繰り返すことにより、送信電力増幅器の

非線形歪を抑えて隣接チャネル漏洩電力を低減する。

【0008】図27は適応アルゴリズムによる歪補償処理の説明図である。15aは変調信号（入力ベースバンド信号） $x(t)$ に歪補償係数 $h(p)$ を乗算する乗算器、15bは歪関数 $f(p)$ を有する送信電力増幅器、15cは送信電力増幅器からの出力信号 $y(t)$ を帰還する帰還系、15dは変調信号 $x(t)$ のパワー $p (=x(t)^2)$ を演算する演算部、15eは変調信号 $x(t)$ の各パワーに応じた歪補償係数を記憶すると共に、現変調信号 $x(t)$ のパワーに応じた歪補償係数を出力する歪補償係数記憶部、15fは共役複素信号出力部、15gは変調信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ を出力する減算器、15hは乗算器、15iはステップサイズパラメータ $\mu$ を乗算する乗算器である。

【0009】かかる構成により、以下に示す演算が行われる。

$$h_n(p) = h_{n-1}(p) + \mu e(t) u^*(t)$$

$$e(t) = x(t) - y(t)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p) x(t) f(p)$$

$$u(t) = x(t) f(p) = h_{n-1}^*(p) y(t)$$

$$P = |x(t)|^2$$

ただし、 $x$ 、 $y$ 、 $f$ 、 $h$ 、 $u$ 、 $e$ は複素数、 $*$ は共役複素数である。上記演算処理を行うことにより、変調信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ が最小となるように $h(p)$ が更新され、最終的に最適の歪補償係数値に収束し、送信電力増幅器の歪が補償される。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、ディジタル非線形歪補償方式は、変調信号により直交変調して得られる搬送波を帰還検波し、変調信号（送信ベースバンド信号）と帰還信号（帰還ベースバンド信号）の振幅をディジタル変換して比較し、比較結果に基づいて歪補償係数をリアルタイムに更新するという原理である。ところで、送信系や帰還系での伝送路の長さやデバイスによって帰還されたベースバンド信号は、送信ベースバンド信号に対して位相のずれが生じる。かかる位相ずれが存在すると、本来の歪補償が正確に行われなくなる。かかる

位相ずれをなくす方法として、位相のずれ分を途中の伝送路の長さを変えることにより補う方法がある。しかし、この方法は回路実装位置や周波数によって位相のずれが変化するため実用的ではない。

【0011】以上から、本発明の目的は、位相ずれをなくして正確な歪補償処理を行える無線装置を提供することである。本発明の別の目的は、位相ずれを測定し、該位相ずれが零となるように位相差補正処理を施すことにより回路実装位置や周波数に関係なく位相ずれをなくすることができる無線装置を提供することである。本発明の別の目的は、演算／制御部の負担をかけずに位相差測定、位相差補正処理ができる無線装置を提供することである。

## 【0012】

【課題を解決するための手段】図1(a), (b)は本発明の原理説明図である。101はプリディストーション演算/制御部であり、①変調信号のレベルに応じた歪補償係数 $h(\pi)$ を用いて該変調信号にプリディストーション処理を施し、I信号とQ信号に変換して出力すると共に、②直交検波器で復調された復調信号と変調信号を比較し、その差が零となるように演算して歪補償係数 $h(\pi)$ を更新する。102は位相差補正演算/制御部であり、変調信号(送信ベースバンド信号)と復調信号(帰還ベースバンド信号)の位相差を測定し、該位相差が零となるように位相差補正処理を実行する。24eは変調信号と復調信号の位相差を測定する位相差測定部、24hは位相差が零となるように変調信号に位相差補正処理を施す位相差補正部、24iは直交変調器あるいは直交検波器の基準搬送波の位相をシフトして位相差を零にする位相シフト量制御部である。

【0013】図1(a)において、プリディストーション処理に先立ち、位相差補正演算/制御部102の位相差測定部24eは、変調信号と復調信号の位相差 $d\theta$ を測定し、位相差補正部24hは該位相差が零となるように変調信号に位相差補正処理を施す。すなわち、位相差補正部24hは位相差 $d\theta$ に応じた位相差補正係数をメモリ(図示せず)より求め、該位相差補正係数を用いて位相差 $d\theta$ が零となるように変調信号に位相差補正処理を施す。この結果、位相ずれをなくして正確な歪補償処理を行うことができ、しかも、回路実装位置や周波数に関係なく位相差をなくすることができる。更に、歪補償処理に先立って位相差を測定し、該位相差が零なるように位相差補正係数を求め、歪補償処理により得られた変調信号に該位相差補正係数を用いて位相差補正処理を施すことにより、常時位相差測定を行わなくても良く、演算/制御部の負担をかけずに位相差測定、位相差補正処理ができる。

【0014】又、測定された位相差あるいは該位相差に応じた位相差補正係数を不揮発性記憶手段(図示せず)あるいはバッテリーバックアップされた記憶手段に記憶し、次回から位相差補正部24hは、該記憶されている位相差に応じた位相差補正係数を用いて位相差補正処理を実行する。このようにすれば、位相差測定をすることなく直ちに歪補償処理を開始し、かつ、位相差を補正することができる。又、変調信号の振幅毎に、位相差と位相差補正係数の対応をメモリに記憶し、位相差測定部24eは変調信号の振幅レベル毎に位相差 $d\theta$ を測定し、位相差補正部24hは変調信号の振幅に応じた位相差 $d\theta$ に対応する位相差補正係数を用いて変調信号に位相差補正処理を施す、このようにすれば、より正確な位相差補正処理が可能となる。更に、位相差測定部24eはタイムスロットのバースト期間の前に置かれるブリアンブル期間において、位相差測定処理を実行することによ

り、速やかに本来の歪補償処理が行えるようになる。

【0015】図1(b)において、プリディストーション処理に先立ち、位相差補正演算/制御部102の位相差測定部24eは変調信号と復調信号の位相差 $d\theta$ を測定し、位相シフト量制御部24iは位相差 $d\theta$ が零となるように直交変調器あるいは直交検波器に加える基準搬送波の位相をシフトする。この結果、位相ずれをなくして正確な歪補償処理を行うことができ、しかも、回路実装位置や周波数に関係なく位相ずれをなくすることができる。又、位相差が零となるシフト量を不揮発性記憶手段(図示せず)あるいはバッテリーバックアップされた記憶手段に記憶し、次回から、位相シフト量制御部24iは該記憶されているシフト量を用いて直交変調器あるいは直交検波器に加える基準搬送波の位相をシフトする。このようにすれば、位相差測定をすることなく直ちに歪補償処理を開始し、かつ、位相差を補正することができる。

## 【0016】

## 【発明の実施の形態】

## (A) 第1実施例

## (a) 全体の構成

図2は第1実施例の無線装置の構成図である。図中、21は音声アナログ信号をデジタルデータに変換するCODEC、22は割り当てられたタイムスロット以前の所定のタイミングでバーストデータを出力するTDMA部、23は該バーストデータを記憶する入力バッファメモリ(RAM)、24はDSP等で構成される演算/制御部であり、プリディストーション演算/制御部101及び位相差補正演算/制御部102を有している。プリディストーション演算/制御部101は、①変調信号のレベルに応じた歪補償係数 $h(\pi)$ を用いて該変調信号にプリディストーション処理を施し、I信号とQ信号に変換して出力すると共に、②直交検波器で復調された復調信号と変調信号を比較し、その差が零となるように演算して歪補償係数 $h(\pi)$ を更新する。位相差補正演算/制御部102は変調信号(送信ベースバンド信号)と復調信号(帰還ベースバンド信号)の位相差を測定し、該位相差が零となるように位相差補正処理を実行する。

【0017】25aは予め送信電力増幅器等の歪特性を補償するための歪補償係数を記憶するE<sup>2</sup>PROM等の不揮発性メモリ、25bはバッテリーバックアップされたRAM、25cは各種パラメータ等を記憶するROM、26はプリディストーション処理及び位相差補正処理を施されたI信号とQ信号を記憶する出力バッファメモリ(RAM)、27は出力バッファに記憶されたI信号とQ信号をアナログのベースバンド信号に変換するDA変換器、28は直交変調器であり、入力されたI信号、Q信号にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力するもの、29は直交変調信号と局部発

振信号をミキシングしてアップコンバージョンする周波数変換器、30は周波数変換器から出力された搬送波を電力増幅して空中線（アンテナ）31より空中に放射する送信電力増幅器、32は送信信号の一部を取り出す方向性結合器、33は搬送波と局部発振信号をミキシングしてダウンコンバージョンする周波数変換器、34は直交検波器であり、入力信号にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算して直交検波を行い、送信側におけるベースバンドのI、Q信号を再現して出力するもの、35は直交検波器より入力されたI、Q信号（復調信号）をデジタルに変換するAD変換器、37は直交検波された復調信号データを記憶する帰還バッファメモリである。38はマイコン、39は操作部、40は位相差測定時に位相及び振幅固定のデータ（変調信号）を出力する位相差測定用データ発生部である。

【0018】(b) 直交変調器、直交検波器の構成  
図3は直交変調器と直交検波器の構成図であり、28は直交変調器、34は直交検波器、43は基準搬送波を発生するPLL回路、44は基準搬送波を直交変調器および直交検波器に分岐するハイブリッド回路である。直交変調器28において、28aは基準搬送波を90°移相する移相器、28bはI信号に基準搬送波を乗算する乗算器、28cはQ信号に90°移相された基準搬送波を乗算する乗算器である。各乗算器で乗算された信号は合成されて出力される。直交検波器34において、34aは基準搬送波を90°移相する移相器、34bは入力信号に基準搬送波を乗算してI信号を出力する乗算器、34cは入力信号に90°移相された基準搬送波を乗算してQ信号を出力する乗算器である。

【0019】(c) 演算/制御部の構成  
図4は演算/制御部24の機能的ブロック構成図であり、24は演算/制御部、25aはE<sup>2</sup>PROM等の不揮発性メモリ、25bはバッテリーバックアップRAM、101はプリディストーション演算/制御部、102は位相差補正演算/制御部である。プリディストーション演算/制御部101は、歪補償係数を記憶する歪補償係数記憶部24aと、変調信号レベルに応じた歪補償係数h(pi)を用いて該変調信号にプリディストーション処理を施すプリディストーション部24bと、直交検波器34で復調された復調信号と変調信号を比較し、その差が零となるように歪補償係数h(pi)を更新して歪補償係数記憶部24aに格納する歪補償係数演算部24cと、歪補償係数読み/書き部24dを備えている。不揮発性メモリ25aには、予め送信データの入力レベル0～1023に応じた歪補償係数hi(pi) (i=0～1023)が格納されている。

【0020】位相差補正演算/制御部102は、変調信号と復調信号の位相ずれ（位相差）dθを演算する位相差演算部24eと、復調信号をプリディストーション演算/制御部101と位相ずれ演算部24eに適宜、選択

入力するセクタ24fと、位相差dθと位相差補正係数cosdθ、sindθの対応を記憶する補正テーブル24gと、歪補償処理を施された変調信号に位相差補正係数を用いて位相差補正処理を施す位相差補正部24hを有している。

#### 【0021】(d) 位相差補正処理

図5に示すように、変調信号I、Qとして、送信電力増幅器において歪が生じない信号レベルの固定電圧1+1j (I=1, Q=1)を演算/制御部24より出力する。かかる状態において、復調信号（帰還ベースバンド信号）I<sub>F</sub>、Q<sub>F</sub>をモニタすると図6に示すように半径r (=√2)の円周上の点a+bj (-r<a, b<r)に移る (I<sub>F</sub>=a, Q<sub>F</sub>=b)。従って、復調信号I<sub>F</sub>、Q<sub>F</sub>を個別にA/D変換を行いその電圧値をI-Q軸にマッピングすることで送信時のベースバンド信号（変調信号）と帰還後のベースバンド信号（復調信号）との位相差dθ [rad]を求めることができる。すなわち、基本軸をI軸としてそこからa+bj点までの角度θ<sub>0</sub> [rad]は次式

$$\theta_0 = \tan^{-1}(b/a) \text{ [rad]} \quad (1)$$

により求まる。変調信号（送信ベースバンド信号）の初期位相は基準軸からπ/4に位置するため (θ=π/4)、位相差dθは次式

$$d\theta = \theta_0 - \pi/4 \text{ [rad]} \quad (2)$$

により求まる。

【0022】この位相差dθ分だけ変調信号I、Qの位相を補正して演算/制御部24より出力すれば変調信号と復調信号の位相が一致する。従って、位相差補正後の変調信号をI<sub>c</sub>、Q<sub>c</sub>とすると、これらI<sub>c</sub>、Q<sub>c</sub>を次式

$$\begin{aligned} I_c &= r \cos(\theta - d\theta) \\ &= r \cos \theta \cos d\theta + r \sin \theta \sin d\theta \\ &= I \cos d\theta + Q \sin d\theta \quad (3) \\ Q_c &= r \sin(\theta - d\theta) \\ &= r \sin \theta \cos d\theta - r \cos \theta \sin d\theta \\ &= Q \cos d\theta - I \sin d\theta \quad (4) \end{aligned}$$

により求めて出力すれば良いことになる。cosdθ、sindθの演算は時間を要するから、予め位相差dθに対応させてこれらを位相差補正係数として補正テーブル24gに記憶しておき、位相差補正部24hは測定した位相差dθに対応する位相差補正係数cosdθ、sindθを補正テーブルより求め、(1)、(2)式により変調信号を補正して出力する。

【0023】図7は位相差補正処理のフローである。プリディストーション演算/制御部101による歪補償処理の実行に先だって、位相差補正演算/制御部102は位相差測定及び位相差補正制御を行なう。すなわち、無線装置の電源が投入されると、マイコン38は演算/制御部24及び位相差測定用データ発生部40に位相差補正開始を指示する。位相差測定用データ発生部40は振幅r及び位相θが一定の位相差測定用データを送信デー

タとして発生する。例えば、 $r = \sqrt{2}$ 、 $\theta = \pi/4$  (複素数表現で  $1 + 1j$ ) の位相差測定用データを発生する。プリディストーション演算/制御部101は該データに対してプリディストーション処理を施すことなく、I、Q信号 ( $I = 1$ ,  $Q = 1$ ) に変換して出力する (ステップ201)。直交変調器28はI、Q信号により搬送波を直交変調し、周波数変換器29は変調された搬送波を高周波数に周波数変換し、送信電力増幅器30は該高周波信号を増幅してアンテナより送信する (ステップ202)。直交検波器34は光結合器32及び周波数変換器33を介して入力された送信信号に検波処理を施して帰還ベースバンド信号  $I_F$ 、 $Q_F$  (復調信号) を出力する (ステップ203)。但し、帰還ベースバンド信号  $I_F$ 、 $Q_F$  は  $a + bj$  ( $I_F = a$ ,  $Q_F = b$ ) である。

【0024】 について、位相差演算部24e (図4) は復調信号の位相差  $\theta$  を (1) 式より求め、位相差  $d\theta$  を (2) 式により求める (ステップ204、205)。位相差  $d\theta$  が求まれば、図示しない読み出し部が補正テーブル24gより位相差補正係数  $\cos d\theta$ ,  $\sin d\theta$  を読み取って位相差補正部24hに入力する (ステップ206)。以上により、位相差測定処理及び位相差補正係数読み出し処理が終了する。以後、プリディストーション演算/制御部101によるプリディストーション処理が開始し、変調信号はプリディストーション処理される。位相差補正部24hはプリディストーション処理が施されたI、Q信号及び位相差補正係数  $\cos d\theta$ ,  $\sin d\theta$  を用いて (3)、(4) 式の演算を実行して位相差補正し、位相差補正した信号を出力する (ステップ207)。なお、測定した位相差  $d\theta$  あるいは位相差補正係数  $\cos d\theta$ ,  $\sin d\theta$  を不揮発性メモリ25a及びRAM25bに記憶しておき、次の電源投入時に読み出して使用できるようにする。このようにすれば、電源投入時に位相差測定することなく、直ちに、本来のプリディストーション処理を開始し、かつ、位相差補正処理を行なうことができる。

#### 【0025】 (e) 歪補償処理

位相差補正制御が終了すれば、プリディストーション演算/制御部101は入力された変調信号にプリディストーション補償処理を施して出力する。すなわち、最初の通信に際して、歪補償係数読み/書き部24d (図4) は不揮発性メモリ25aに格納されている歪補償係数を歪補償係数記憶部24aにセットする。しかる後、プリディストーション部24bは変調信号をI、Q信号に変換し、ついで、変調信号レベルに応じた歪補償係数  $h(p_i)$  を歪補償係数記憶部24aより求め、該歪補償係数に応じてI、Q信号にプリディストーション処理を施して出力する。位相差補正部24hはプリディストーション処理が施されたI、Q信号及び位相差補正係数  $\cos d\theta$ ,  $\sin d\theta$  を用いて (3)、(4) 式の演算を実行して位相差補正し、位相差補正した信号を出力する。歪補償係数演算部24cは変調信号と直交検波器34で復調した復調信号

を比較し、その差が零となるように歪補償係数  $h(p_i)$  を更新して歪補償係数記憶部24aの記憶内容を書き変える。

【0026】 以後、プリディストーション部24bは更新された歪補償係数を用いてプリディストーション処理を行い、位相差補正部24hは位相差補正処理を行い、歪補償係数演算部24cは歪補償係数の更新処理を行う。そして、通信が終了すれば、歪補償係数読み/書き部24dは歪補償係数記憶部24aの記憶内容を不揮発性正メモリ25aとバッテリーバックアップRAM25に格納する。次の通信に際して、読み/書き部24dはバッテリーバックアップRAM25bより歪補償係数を読み出して歪補償係数記憶部24aにセットする。無線装置が長時間使用されずに、バッテリーバックアップRAM25bの記憶内容が消失している場合には、不揮発性メモリ25aより歪補償係数を読み出して歪補償係数記憶部24aにセットする。そして、通信が終了すれば、読み/書き部24dは歪補償係数記憶部24aの記憶内容を不揮発性正メモリ25aとバッテリーバックアップRAM25に格納する。

【0027】 図8は歪補償処理タイミングを示すタイムチャートであり、TDMAの1フレームは4つのタイムスロット (チャンネル) CH1~CH4により構成されており、第1タイムスロットが無線装置に割り当てられている。

①TDMA部22は送信バーストデータを出力して入力バッファ23に書き込み、プリディストーション演算/制御部101は割り当てられた第1タイムスロット以前に、該入力バッファから送信データ (変調信号) を順次取り込み、②送信データをI、Q信号に変換し、③該送信データのレベルに応じた歪補償係数を用いてプリディストーション処理を行い、位相差補正部24hはプリディストーション処理を施されたI、Q信号に位相差補正処理を施して出力バッファ26に書き込む。

【0028】 ④DA変換器27は割り当てられた第1タイムスロットにおいてI、Q信号を出力バッファ26から読み出し、DA変換して直交変調器28に入力する。直交変調器28は入力されたI信号、Q信号にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力する。送信電力増幅器30は周波数変換器29で周波数変換された搬送波を電力増幅して空中線31より空中に放射する。⑤搬送波の一部は方向性結合器32により分岐されて、周波数変換器33により、周波数変換された後、直交検波器34に入力される。直交検波器34は入力信号に基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算してI、Q信号を復調し、AD変換器35は該I、Q信号をDA変換して帰還バッファ37に格納する。以上の処理が送信バーストデータすべてに対して行われ、帰還バッファ37には全送信データの復調データが格納されるこ



となる。

【0029】⑥演算/制御部24は、第1タイムスロット及びアイドルタイムスロット(第2~第4チャンネル)において入力バッファ23に記憶されている変調信号データおよび帰還バッファ37に記憶されている復調信号データを1サンプルずつ読出して比較し、その差が零となるように歪補償係数演算処理を行い、算出された歪補償係数によりそれまでの歪補償係数を更新する。かかる歪補償係数の更新処理を全変調信号データ、復調信号データについて実行する。以後、上記動作を繰り返すことにより、歪補償係数は一定値に収束する。以上において、無線装置がTDMA方式により時分割多重で信号を送信する場合、位相差補正演算/制御部102はバースト期間T<sub>b</sub>(図8参照)の前に置かれるプリアンブル期間T<sub>p</sub>において、位相差測定、位相差補正処理を実行する。このようにすれば、プリアンブル期間において位相差補正処理が終了し、次のバースト期間から速やかに本来の歪補償処理が行えるようになる。

#### 【0030】(f)変形例

以上では、送信電力増幅器30において歪が発生しないレベルの変調信号で搬送波を直交変調して送信し、変調信号と復調信号の位相差dθを測定し、該位相差dθが零となるように補正した場合である。しかし、図9に示すように送信電力増幅器30の出力位相は入力パワー(入力レベル)に応じて変化する。すなわち、変調信号の振幅が異なると同一位相でも図10に示すように位相差dθが変化する。又、歪が発生しない振幅レベルの場合には、変調信号と復調信号の振幅rは同一であり、(3)、(4)式が成立する。しかし、振幅レベルが大きくなると、歪が発生し変調信号と復調信号の振幅が異なり、(3)、(4)式が成立しなくなる。このため、振幅レベルが大きい場合には、(3)、(4)式により位相差補正すると補正誤差が生じる。

【0031】そこで、図11に示すように、予め振幅レベルAを、 $0 < A \leq A_1$ ,  $A_1 < A \leq A_2$ ,  $A_2 < A$ の3つの範囲に分け、それぞれの範囲毎に位相差dθに応じた位相差補正係数c<sub>1</sub>、c<sub>2</sub>を求めて補正テーブル24gに記憶しておく。そして、位相差測定時に各範囲の振幅レベルについてそれぞれ位相差を求め、これら位相差に応じた位相差補正係数を補正テーブル24gより求める。位相差補正に際して、変調信号の振幅レベルが属する範囲に応じた位相差補正係数を用いて次式

$$I_c = I \cdot c_1 + Q \cdot c_2 \quad (3)'$$

$$Q_c = Q \cdot c_1 - I \cdot c_2 \quad (4)'$$

により位相差補正する。このようにすれば、振幅レベルに関係なく正確に位相差を補正することができる。

#### 【0032】(B)第2実施例

##### (a)全体の構成

図12は第2実施例の無線装置の構成図であり、図2の第1実施例と同一部分には同一符号を付している。第2

実施例において第1実施例と異なる点は、位相差補正演算/制御部102が直交変調器28あるいは直交検波器34に加える基準搬送波の位相をシフトして位相差dθを零にする点である。このため、図12の第2実施例では、(1)基準搬送波の位相をシフトする移相器91と、位相差補正演算/制御部102から出力される位相シフト量θ<sub>s</sub>をDA変換して移相器91に入力するDA変換器92が設けられ、しかも、(2)位相差補正演算/制御部102は図13に示すように構成されている。位相差補正演算/制御部102において、24eは変調信号と復調信号の位相差dθを(1)~(4)式により演算する演算部、24fは復調信号I<sub>r</sub>、Q<sub>r</sub>をプリディストーション演算/制御部101と位相差演算部24eに適宜、選択入力するセレクタ、24iは位相差dθが零なるように基準搬送波の位相シフト量θ<sub>s</sub>を出力する位相シフト量制御部である。尚、直交変調器28あるいは直交検波器34に inputsする基準搬送波の位相を0~360°変化させると、該変化に応じて帰還ベースバンド信号(復調信号)の位相が変化する。

【0033】図14は直交検波器に inputsする基準搬送波の位相を変化させる場合の詳細図であり、図15は直交変調器に inputsする基準搬送波の位相を変化させる場合の詳細図である。各図において、28は直交変調器、34は直交検波器、43はPLL構成の基準搬送波発生器、90は基準搬送波を直交変調器および直交検波器に分岐するハイブリッド回路、91移相器、92はDA変換器である。移相器91は位相差補正演算/制御部102の位相シフト量制御部24iからの指示(位相シフト量)にしたがって、直交検波器34あるいは直交変調器28に inputsする基準搬送波の位相をシフトする。図14の直交検波器34において、34aは移相器91から出力される基準搬送波を90°移相する移相器、34bは入力信号に移相器91の出力信号を乗算乗算してI信号を出力する乗算器、34cは入力信号に90°移相された移相器91の出力信号を乗算してQ信号を出力する乗算器である。直交変調器28において、28aは基準搬送波を90°移相する移相器、28bはI信号に基準搬送波を乗算する乗算器、28cはQ信号に90°移相された基準搬送波を乗算する乗算器である。各乗算器28b、28cで乗算された信号は合成されて出力される。

【0034】図15の直交変調器28において、28aは移相器91から出力される基準搬送波を90°移相する移相器、28bはI信号に移相器91の出力信号を乗算する乗算器、28cはQ信号に90°移相された移相器91の出力信号を乗算する乗算器である。各乗算器28b、28cで乗算された信号は合成されて出力される。直交検波器34において、34aは基準搬送波を90°移相する移相器、34bは入力信号に基準搬送波を乗算してI信号を出力する乗算器、34cは入力信号に90°移相された基準搬送波を乗算してQ信号を出力す

る乗算器である。

#### 【0035】(b) 位相調整原理

変調信号  $I$ 、 $Q$  として、送信電力増幅器において歪が生じない信号レベルの固定電圧  $1 + 1j$  ( $I = 1$ ,  $Q = 1$ ) を演算/制御部 24 より出力する。かかる状態において、復調信号 (帰還ベースバンド信号)  $I_F$ 、 $Q_F$  をモニタすると図 16 (a) に示すように半径  $r$  の円周上の点  $a + bj$  ( $-r < a$ ,  $b < r$ ) に移る。かかる状態で直交検波器 34 に入力する基準搬送波の位相を  $0 \sim 360^\circ$  変化させると、図 16 (b) の矢印で示すように該変化に応じて帰還ベースバンド信号 (復調信号) の位相が変化する。そこで、基準搬送波の位相を所定角度シフトすると図 16 (c) に示すように復調信号の位相が変調信号の位相に一致する。

#### 【0036】(c) 位相差補正処理

図 17 は位相差補正処理のフローである。プリディストーション演算/制御部 101 による歪補償処理の実行に先だって、位相差補正演算/制御部 102 は位相差測定及び位相差補正制御を行なう。すなわち、無線装置の電源が投入されると、マイコン 38 は演算/制御部 24 及び位相差測定用データ発生部 40 に位相差補正開始を指示する。位相差測定用データ発生部 40 は振幅  $r$  及び位相  $\theta$  が一定の位相差測定用データを送信データとして発生する。例えば、 $r = \sqrt{2}$ 、 $\theta = \pi/4$  (複素数表現で  $1 + 1j$ ) の位相差測定用データを発生する。プリディストーション演算/制御部 101 は該データに対してプリディストーション処理を施すことなく、 $I$ 、 $Q$  信号 ( $I = 1$ ,  $Q = 1$ ) に変換して出力する (ステップ 301)。直交変調器 28 は  $I$ 、 $Q$  信号により搬送波を直交変調し、周波数変換器 29 は変調された搬送波を高周波数に周波数変換し、送信電力増幅器 30 は該高周波信号を増幅してアンテナより送信する (ステップ 302)。直交検波器 34 は光結合器 32 及び周波数変換器 33 を介して入力された送信信号に検波処理を施して帰還ベースバンド信号  $I_F$ 、 $Q_F$  (復調信号) を出力する (ステップ 303)。但し、帰還ベースバンド信号  $I_F$ 、 $Q_F$  は  $a + bj$  ( $I_F = a$ ,  $Q_F = b$ ) である。

【0037】について、位相差演算部 24e (図 13) は復調信号の位相差  $\theta$  を (1) 式より求め、位相差  $d\theta$  を (2) 式により求め、位相シフト量制御部 24i に入力する (ステップ 304、305)。位相シフト量制御部 24i は位相差  $d\theta$  が零かチェックし (ステップ 306)、零であれば位相差補正処理を終了する。しかし、位相差  $d\theta$  が零でなければ、直交検波器 34 あるいは直交変調器 28 の基準搬送波の位相を所定角度シフトするために位相シフト量  $\theta_s$  を出力する (ステップ 307)。以後、始めに戻り以降の処理を繰り返すことにより、位相差  $d\theta$  を順次小さくして最終的に零にすることができる。尚、位相シフト量制御部 24i は前回通された位相差と今回通知された位相差の大小をチェックし、

今回の位相差小さければ、位相シフト方向は正しいと判断し、該方向に位相をシフトし、大きければ逆方向に位相をシフトする。

【0038】以上において、位相差  $d\theta$  が零となる位相シフト量  $\theta_s$  を不揮発性メモリ 25a 及び RAM 25b に記憶し、次の電源投入時に読み出して使用するようにする。このようにすれば、電源投入時に位相差測定することなく、直ちに、本来のプリディストーション処理を開始し、かつ、位相差補正処理を行なうことができる。又、位相差補正演算/制御部 102 はバースト期間  $T_b$  (図 8 参照) の前に置かれるプリアンブル期間  $T_p$  において、位相差補正処理を実行する。このようにすれば、プリアンブル期間において位相差補正処理が終了し、次のバースト期間から速やかに本来の歪補償処理が行えるようになる。

#### 【0039】(d) 第 1 変形例

以上では移相器 91 を設けて帰還ベースバンド信号の位相を制御した場合であるが、DDS (Direct Digital Synthesizer) を用いて位相をシフトすることもできる。

図 18 は DDS の構成図である。81 はマイクロプロセッサ MPU とのインタフェースを司る MPU インタフェース部、82 は指示された周波数データ及び位相データを保持するビットパラレルレジスタ、83 はビットシリアルレジスタ、84 は周波数データがセットされる周波数レジスタ、85 は位相データがセットされる位相レジスタ、86 は周波数データを所定のクロック信号が発生する毎に累積加算するアキュムレータ、87 は位相データにアキュムレータからオーバーフローするパルスを加算し、加算結果をアドレスデータとして出力する加算器、88 は sin 波形データ、cos 波形データを記憶し、加算結果が指示するアドレスより sin データ、cos データを出力する sin/cos 発生用の ROM である。アキュムレータ 86 からは周波数レジスタ 84 にセットされた周波数データに比例した周波数のパルスが出力される。従って、位相データが零の場合には ROM 88 から指定周波数の cos 信号、sin 信号が出力される。又、位相データが零でない場合には該位相データ分加算結果が変化するため、cos 信号、sin 信号の位相が変化する。従って、位相レジスタ 85 にセットする位相データを変えることにより基準信号の位相を制御することができる。

#### 【0040】(f) 第 2 変形例

直交変調器 28 と直交検波器 34 のオフセットによる振幅誤差があるとプリディストーションの演算に誤差を生じて適正な歪補償が行われなくなる。図 19 は QPSK 変調された変調波を複素平面上に表したもので方向が位相、長さが振幅である。図のように本来振幅が  $a$  である場合、オフセットが存在すると該オフセットが重畳され制御/演算部はその振幅を  $b$  と誤認識する。デジタル非線形歪補償方式はその振幅成分を比較するものであるため、かかる振幅の誤認識は歪補償誤差発生につながる

り、適正な歪補償ができなくなる。すなわち、オフセットが補償されないうちは、歪係数更新処理は意味がないばかり却って悪影響をおよぼすことになる。そこで、プリディストーション処理の前にオフセット補正を行う必要がある。

【0041】歪補償系に於いて直交変調器28の入力が無変調である場合、直交検波器34で検波したベースバンド信号を複素平面上に表すと図20に示すようになる。すなわち、直交変調器28のオフセット成分bと直交検波器のオフセット成分aが重畳され見掛け上cで示すオフセットが現れる。かかるオフセットは以下のようにして測定できる。すなわち、直交変調28に入力される基準搬送波の位相を $0 \sim 360^\circ$ ずらしていくと、送信側オフセットbによりキャリアの位相が回転する。このため、直交検波器34で検波したベースバンド信号のうち直交変調器28のオフセット成分bが図21に示すように回転する。

【0042】このようにI、Q平面上において検波出力を0から $360^\circ$ 回転させることができれば、その時のI、Q信号のそれぞれの最大値 $V_{imax}$ 、 $V_{qmax}$ 及び最小値 $V_{imin}$ 、 $V_{qmin}$ を測定し、該最大値 $V_{imax}$ 、 $V_{qmax}$ 及び最小値 $V_{imin}$ 、 $V_{qmin}$ を用いて次式によりオフセット $\Delta V_i$ 、 $\Delta V_q$ を求めることができる。

$$\Delta V_i = (V_{imax} + V_{imin}) / 2 \quad \dots (5)$$

$$\Delta V_q = (V_{qmax} + V_{qmin}) / 2 \quad \dots (6)$$

上式の演算を行えば、図21の破線で示した直交検波器34のオフセットaを認識できる。ついで、基準搬送波の位相シフト量を零にした状態で、演算/制御部24よりI、Q信号を直交変調器28に入力して図22に示すように、直交検波器34から単位円(図中の大きな円)のI、Q信号が検波出力されるようにする。すなわち、検波出力が単位円を描くように、演算/制御部24はI、Q信号を制御して直交変調器28に入力する。このようにすれば、(5)~(6)式により変調及び検波系の総合のオフセットを求めることができる。そして、総合オフセットからすでに求めてある検波器のオフセットを複素的に減算すれば、直交変調器28のオフセット(送信オフセット)が求まる。

【0043】従って、演算/制御部24は上記原理で説明した制御を行って、まず、受信オフセットを求め、ついで、総合オフセットを求め、総合オフセットから受信オフセットを減算して送信オフセットを求める。そして、送信オフセットに基づいてオフセット補償処理をおこなってI、Q信号レベルを調整する。また、受信オフセットに基づいて復調されたI、Q信号のレベルを微調整する。以上より、オフセット処理においても、直交変調器28に入力される基準搬送波の位相を $0 \sim 360^\circ$ ずらし、キャリアの位相を回転させる。このため、オフセット補償処理と位相差補正処理を同時に行うことができる。例えば、キャリアリーク信号を位相差検出のため

の変調信号とみなし、基準搬送波の位相を $0 \sim 360^\circ$ ずらした時、復調信号の位相が該変調信号の位相に一致する位相シフト量を求める。又、オフセット補償処理において、演算/制御部24は単位円の $I_F$ 、 $Q_F$ 信号が検波出力されるようにI、Q信号を出力する。そこで、所定I、Q信号に対する $I_F$ 、 $Q_F$ 信号を用いて位相差 $d\theta$ を測定し、該位相差に応じた位相差補正係数を求めて位相差補正処理を行うことができる。以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

#### 【0044】

【発明の効果】以上本発明によれば、プリディストーション処理に先立ち、変調信号と復調信号の位相差 $d\theta$ を測定し、該位相差が零となるように変調信号に位相差補正処理を施すようにしたから、位相差をなくして正確な歪補償処理を行うことができ、しかも、回路実装位置や周波数に関係なく位相差をなくすることができる。又、本発明によれば、歪補償処理に先立って位相差を測定し、該位相差が零となるように位相差補正係数を求め、該位相差補正係数を用いて歪補償処理により得られた変調信号に位相差補正処理を施すようにしたから、常時位相差測定を行わなくても良く、演算/制御部の負担をかけずに位相差測定、位相差補正処理ができる。

【0045】又、本発明によれば、測定された位相差あるいは該位相差に応じた位相差補正係数を不揮発性記憶手段あるいはバッテリーバックアップされた記憶手段に記憶し、次回からは該記憶されている位相差に応じた位相差補正係数を用いて位相差補正処理を実行するようにしたから、位相差測定をすることなく直ちに歪補償処理を開始し、かつ、位相差を補正することができる。又、本発明によれば、変調信号の振幅毎に、位相差と位相差補正係数の対応をメモリに記憶し、変調信号の振幅及び位相差 $d\theta$ に応じた位相差補正係数を用いて変調信号に位相差補正処理を施すようにしたから、より正確な位相差補正処理が可能となる。更に、本発明によれば、タイムスロットのバースト期間の前に置かれるプリアンブル期間において、位相差測定、位相補正処理を実行するようにしたから、速やかに本来の歪補償処理が行えるようになる。

【0046】又、本発明によれば、プリディストーション処理に先立ち、変調信号と復調信号の位相差 $d\theta$ を測定し、位相差 $d\theta$ が零となるように直交変調器あるいは直交検波器に加える基準搬送波の位相をシフトするようにしたから、位相ずれをなくして正確な歪補償処理を行うことができ、しかも、回路実装位置や周波数に関係なく位相ずれをなくすることができる。又、本発明によれば、位相差が零となるシフト量を不揮発性記憶手段あるいはバッテリーバックアップされた記憶手段に記憶し、次回から該記憶されているシフト量を用いて直交変調器

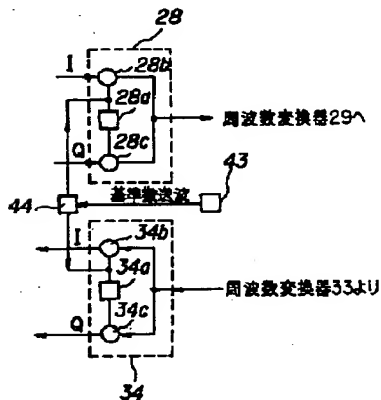
あるいは直交検波器に加える基準搬送波の位相をシフトするようにしたから、位相差測定をすることなく直ちに歪補償処理を開始し、かつ、位相差を補正することができる。

【図面の簡単な説明】

- 【図1】本発明の原理説明図である。  
 【図2】第1実施例の無線装置の構成図である。  
 【図3】直交変調器と直交検波器の構成図である。  
 【図4】演算／制御部の構成図である。  
 【図5】変調信号レベル及び位相説明図である。  
 【図6】復調信号レベル及び位相説明図である。  
 【図7】第1実施例の位相差補正処理のフローである。  
 【図8】処理タイミングを示すタイムチャートである。  
 【図9】送信電力増幅器の入力パワー／ゲイン、入力パワー／位相特性図である。  
 【図10】振幅による位相差変化説明図である。  
 【図11】補正テーブルの構成図である。  
 【図12】第2実施例の無線装置の構成図である。  
 【図13】第2実施例の演算／制御部の構成図である。  
 【図14】直交変調器、直交検波器の周辺詳細図である。  
 【図15】直交変調器、直交検波器の別の周辺詳細図である。  
 【図16】第2実施例の位相調整原理説明図である。  
 【図17】第2実施例の位相差補正処理のフローであ

【図3】

直交変調器と直交検波器の構成



る。

【図18】ダイレクトデジタルシンセサイザの構成図である。

【図19】QPSK変調波を複素平面上に表した図である。

【図20】直交検波器と直交変調器のオフセット説明図である。

【図21】直交検波器におけるベースバンド出力の位相回転を示す説明図である。

10 【図22】変調系と検波系の総合オフセットの説明図である。

【図23】従来の送信装置の構成図である。

【図24】送信電力増幅器の非直線性による問題点説明図である。

【図25】従来のデジタル非直線形歪補償機能を備えた送信装置の構成図である。

【図26】演算／制御部の構成図である。

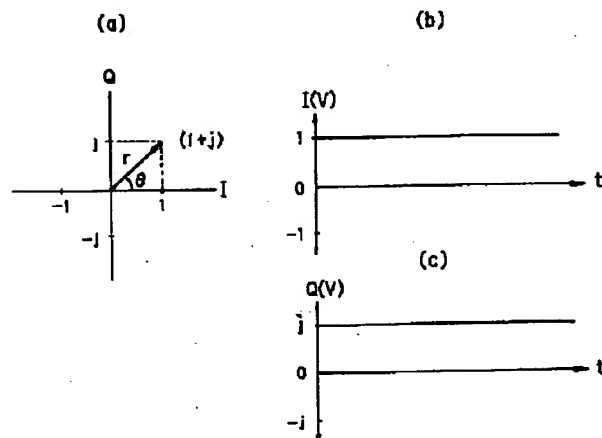
【図27】歪補償処理の説明図である。

【符号の説明】

- 20 101・・・プリディストーション演算／制御部  
 102・・・位相差補正演算／制御部  
 24e・・・位相差測定部  
 24h・・・位相差補正部  
 24i・・・位相シフト量制御部

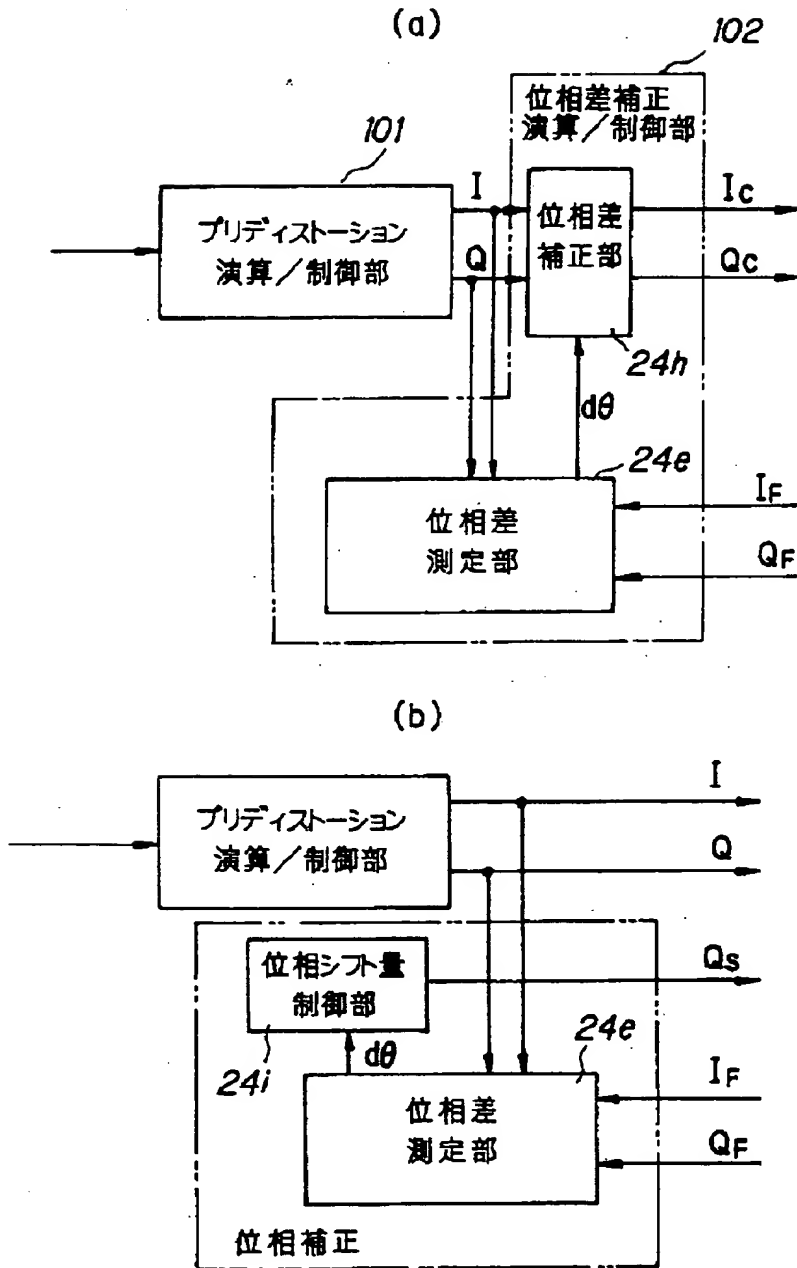
【図5】

変調信号レベル及び位相説明図



【図1】

## 本発明の原理説明図



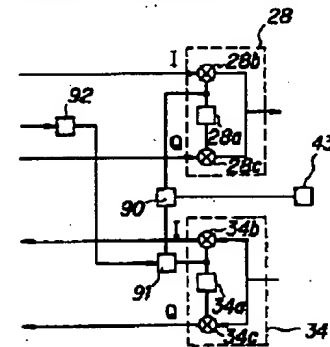
【図11】

## 補正テーブルの構成

振動レベルA	位相差 $d\theta$	位相差補正係数	
		C1	C2
$0 < A \leq A_1$	$d\theta_1$		
	$d\theta_2$		
	$\vdots$		
	$d\theta_n$		
	$d\theta_{n+1}$		
$A_1 < A \leq A_2$	$d\theta_1$		
	$d\theta_2$		
	$\vdots$		
	$d\theta_n$		
	$d\theta_{n+1}$		
$A_2 < A$	$d\theta_1$		
	$d\theta_2$		
	$\vdots$		
	$d\theta_n$		
	$d\theta_{n+1}$		

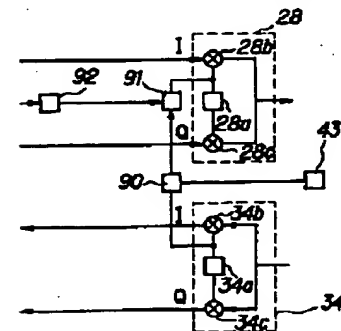
【図14】

## 直交変調器、直交検波器周辺の詳細図



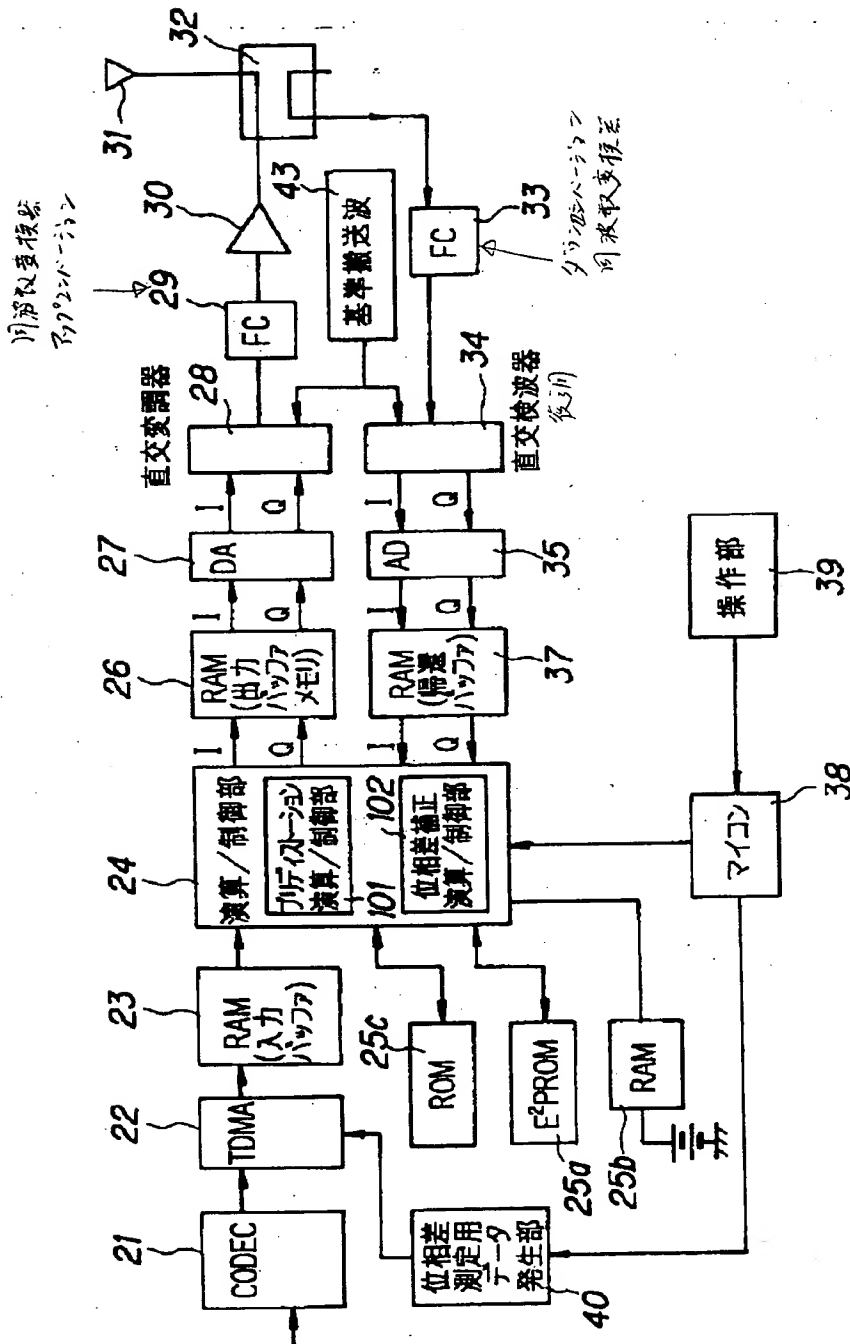
【図15】

## 直交変調器、直交検波器周辺の別の詳細図



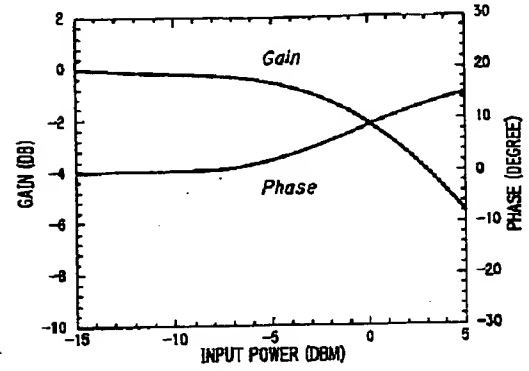
【図2】

## 第1実施例の無線装置の構成



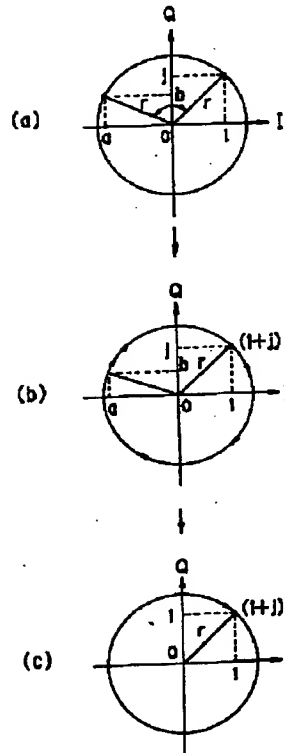
【図9】

送信電力増幅器の入力パワー/ゲイン、入力パワー/位相特性図



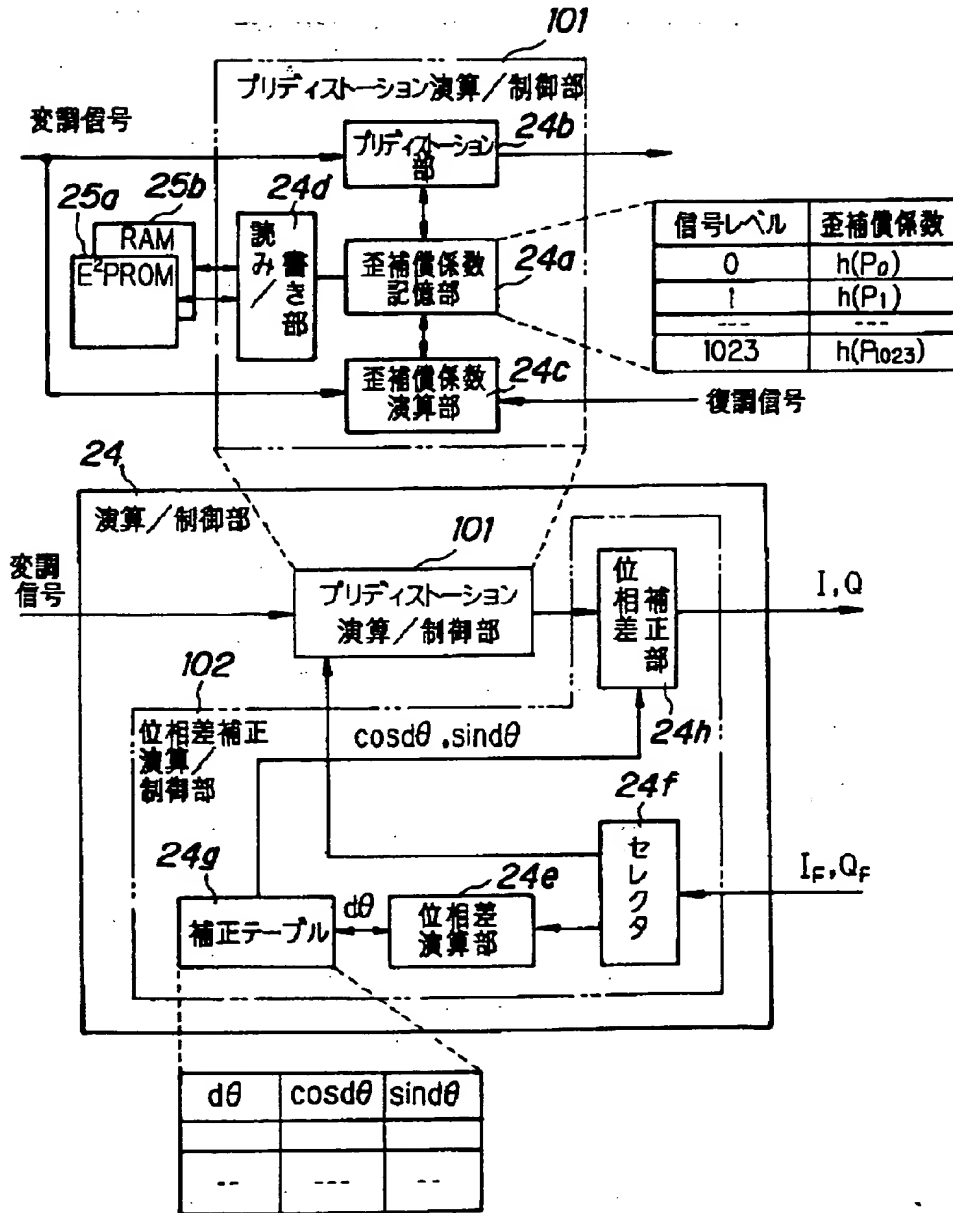
【図16】

第2実施例の位相調整原理説明図



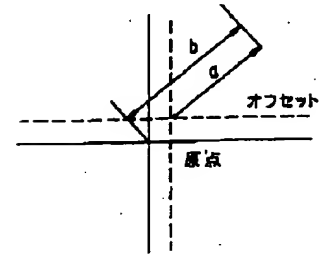
【図4】

## 演算／制御部の構成



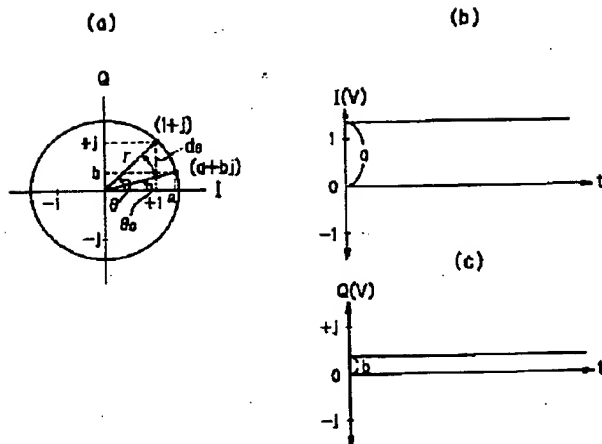
【図19】

## QPSK 変調波を複素平面上に表した図



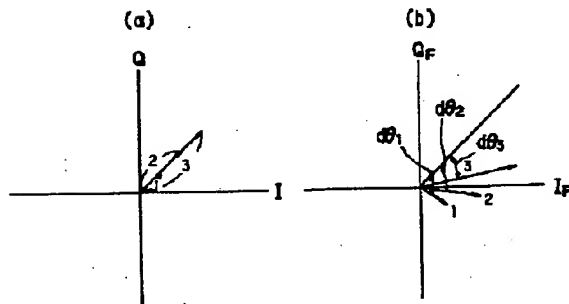
【図 6】

復調信号レベル及び位相説明図



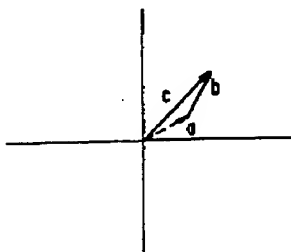
【図 10】

振幅による位相差変化説明図

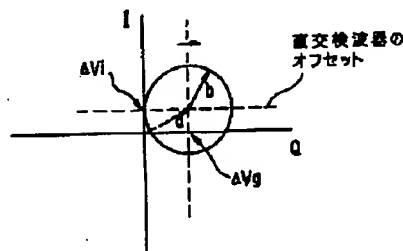


【図 20】

直交検波器と直交変調器のオフセット説明図

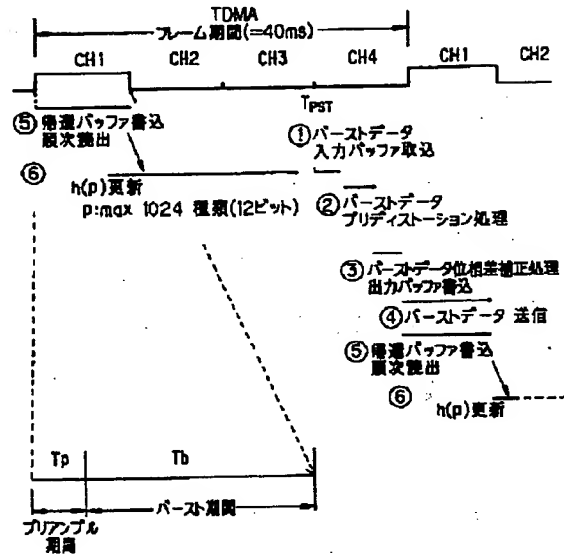


直交検波器におけるベースバンド出力の位相回転を示す説明図



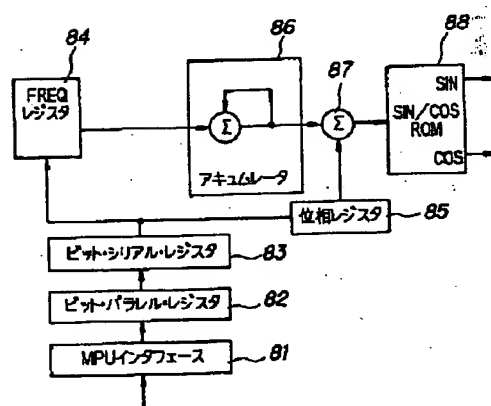
【図 8】

処理タイミングを示すタイムチャート



【図 18】

ダイレクトデジタルシンセサイザの構成

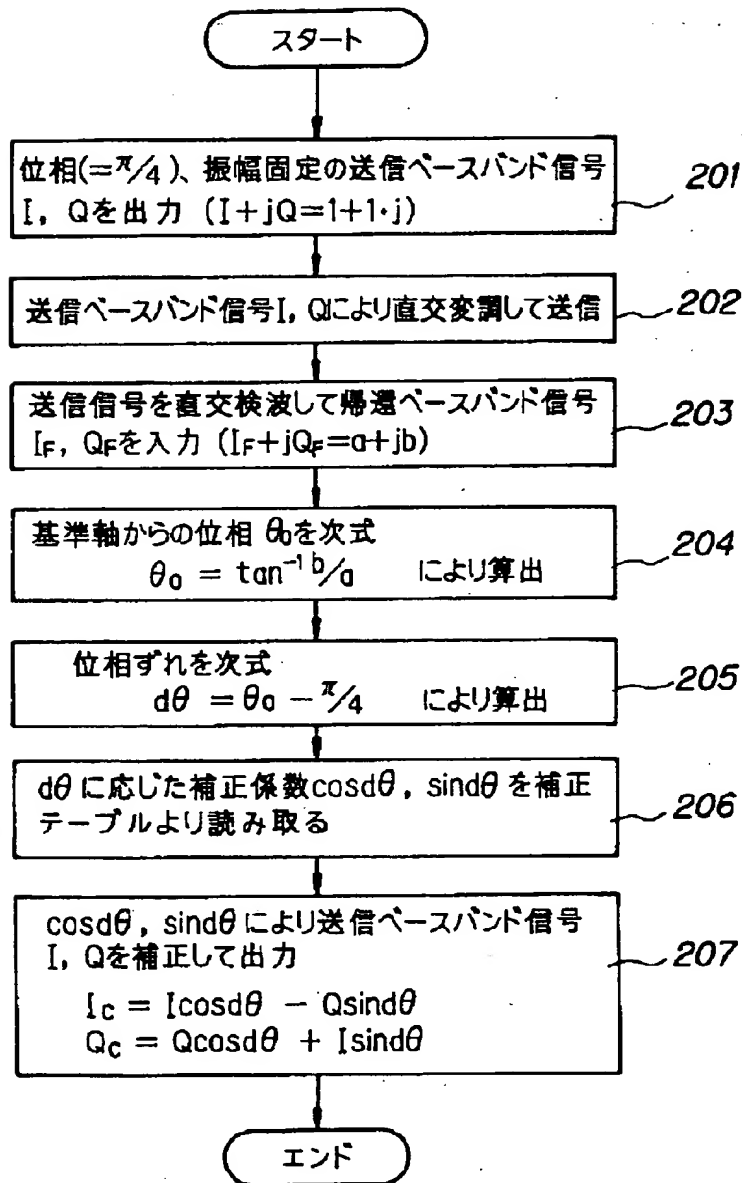


【図 21】



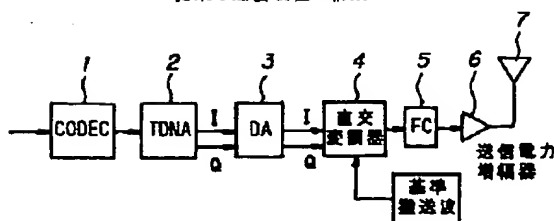
【図7】

## 第1実施例の位相差補正処理のフロー



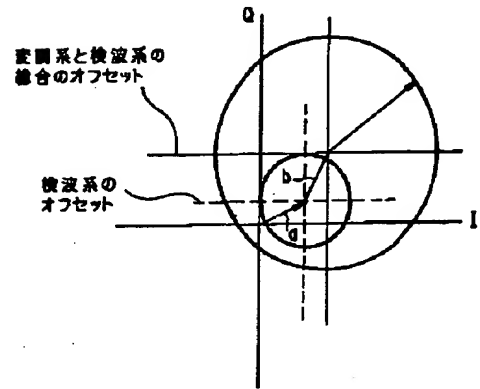
【図23】

## 従来の送信装置の構成



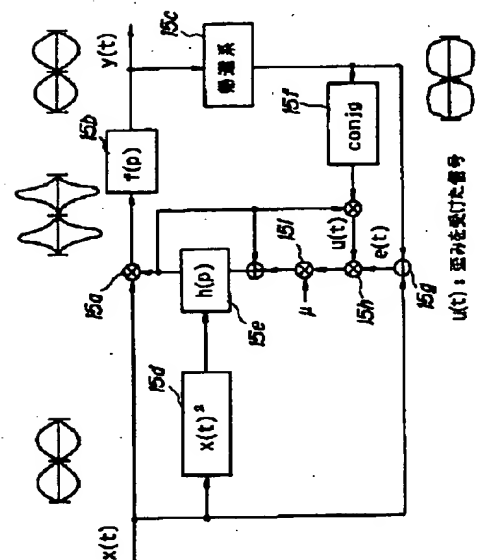
【図22】

## 変調系と検波系の結合オフセットの説明図



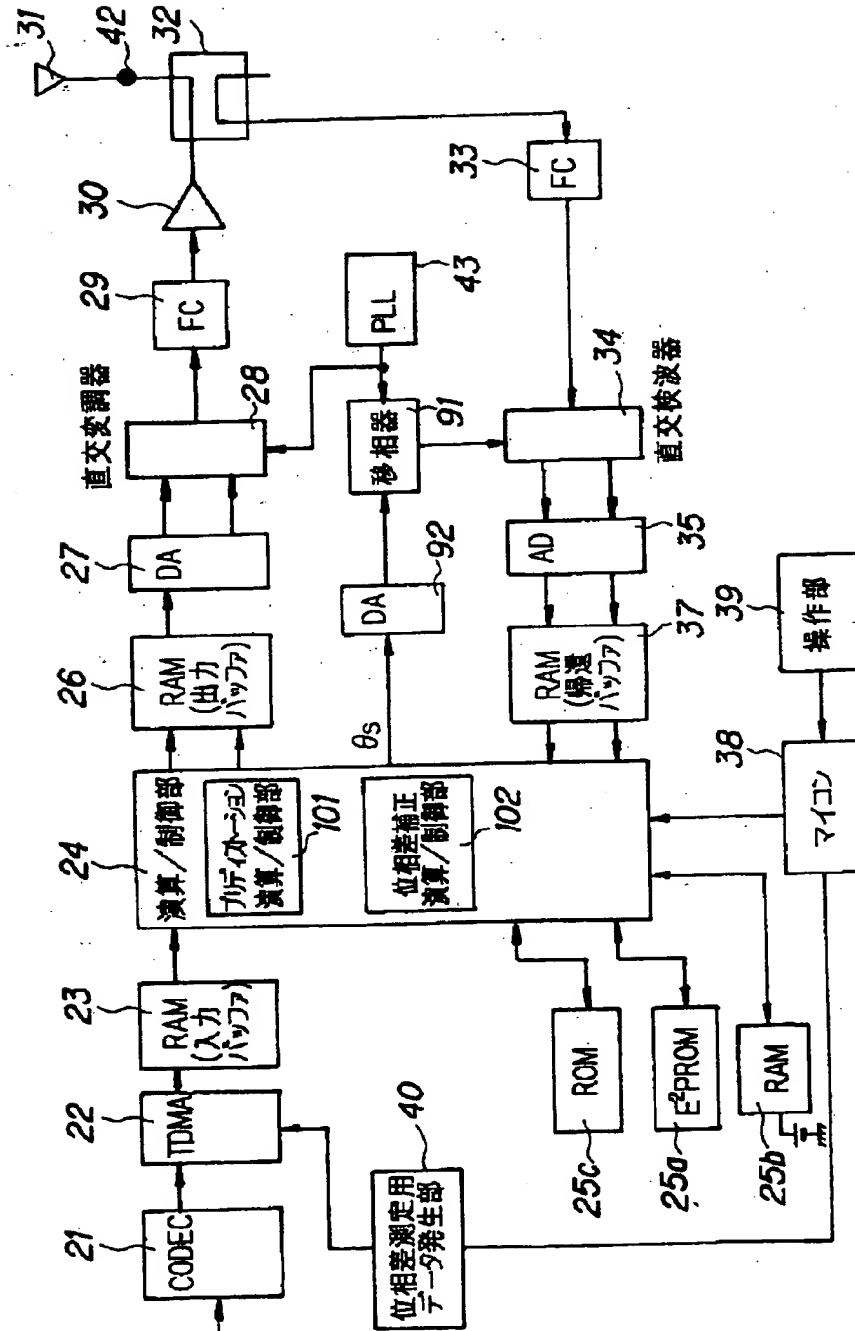
【図27】

## 歪補償処理の説明図



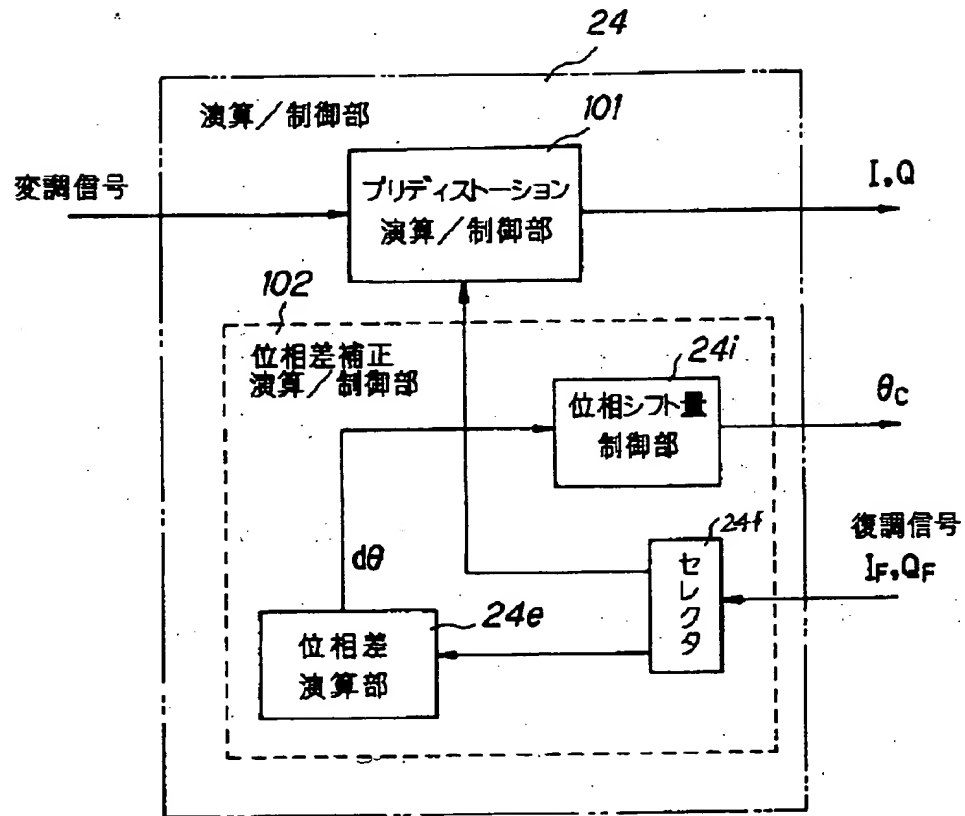
【図12】

## 第2実施例の無線装置の構成



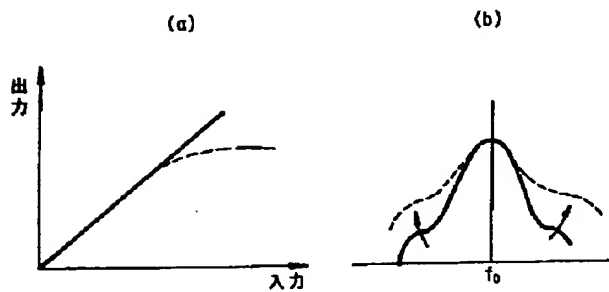
【図13】

## 第2実施例の演算／制御部の構成



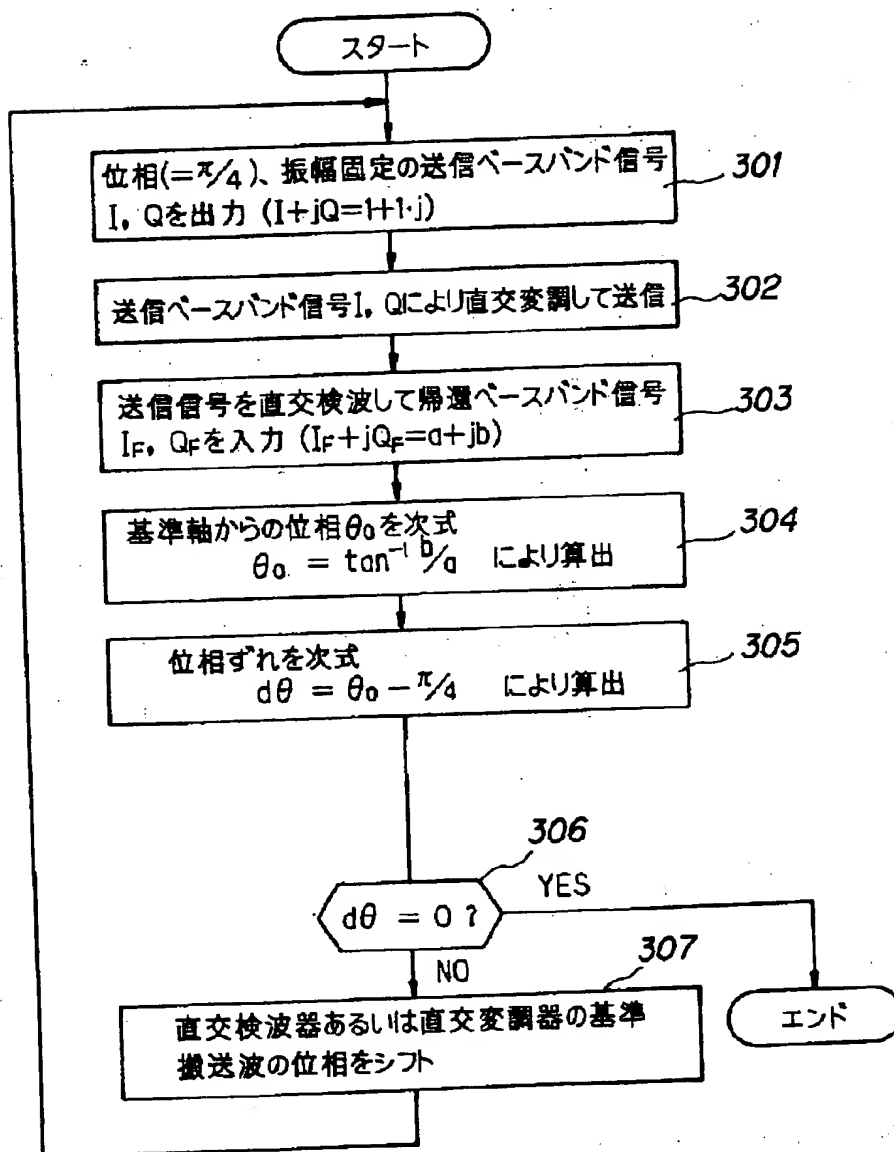
【図24】

送信電力増幅器の非直線性による問題点の説明図



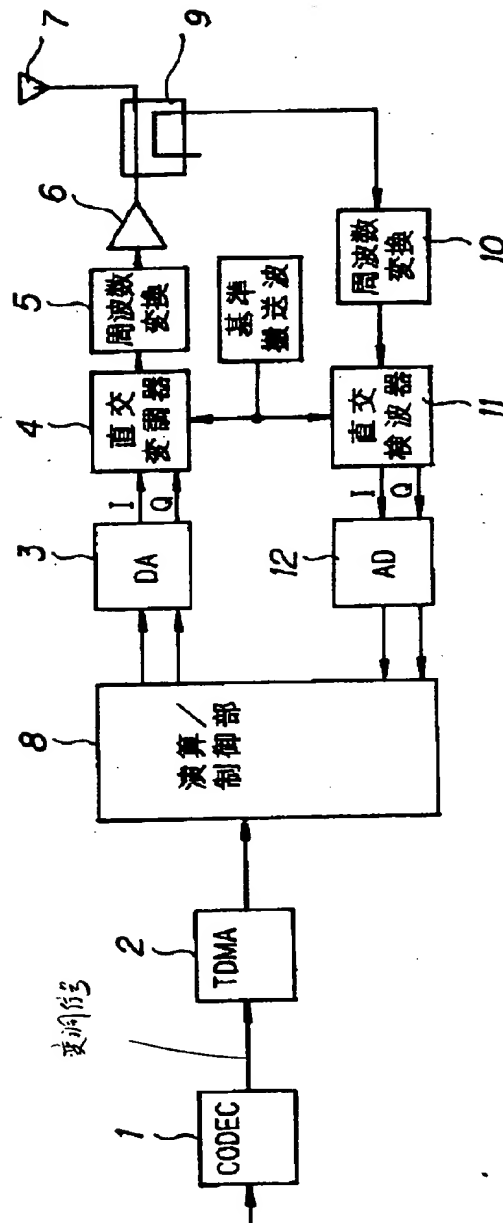
【図17】

## 第2実施例の位相差補正処理のフロー



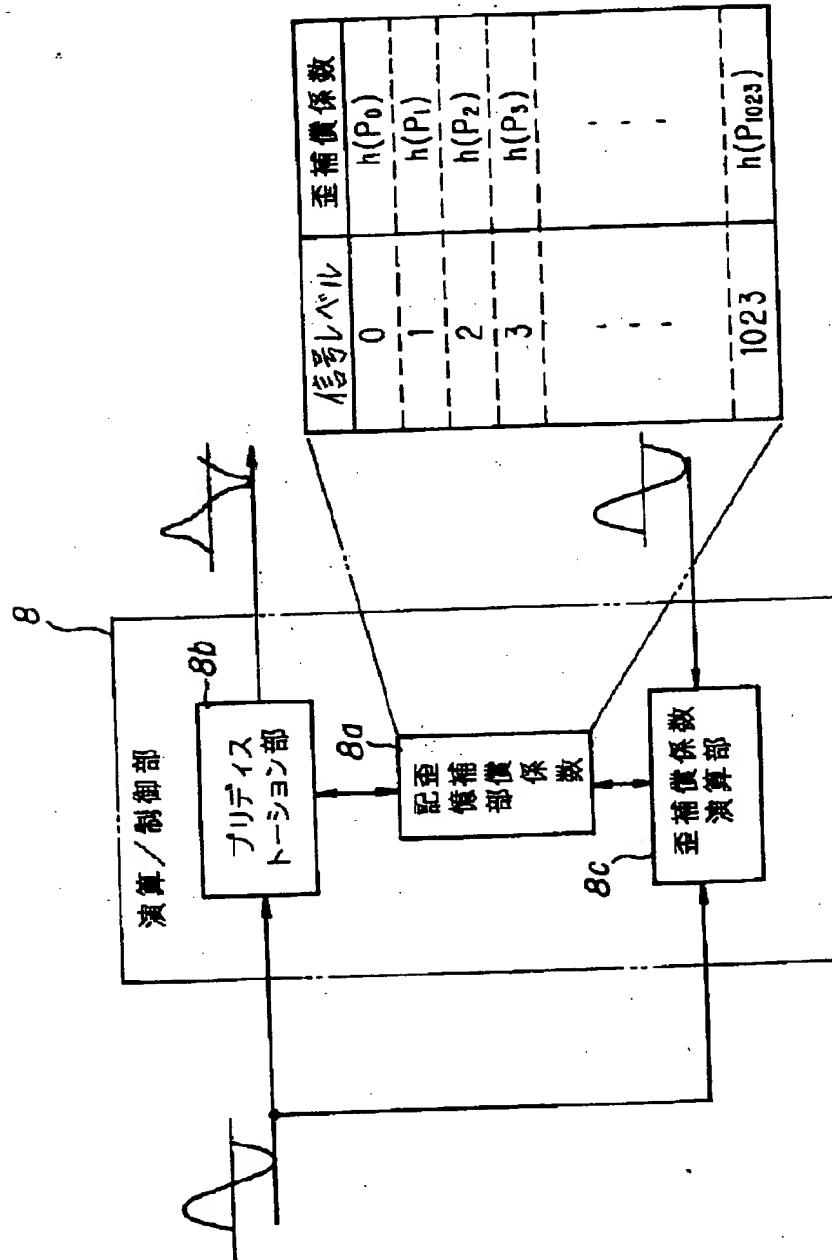
【図25】

従来のデジタル非線形歪補償機能を備えた  
送信装置の構成



【図26】

## 演算／制御部の機能的構成図



フロントページの続き

(72)発明者 高田 興志  
 福岡県福岡市博多区博多駅前三丁目22番8  
 号 富士通九州デジタル・テクノロジー株  
 式会社内

(72)発明者 森山 幸弘  
 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地  
 富士通株式会社内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**This Page Blank (uspto)**